

日 本 国 特 許 庁
JAPAN PATENT OFFICE

28.10.2004

別紙添付の書類に記載されている事項は下記の出願書類に記載されている事項と同一であることを証明する。

This is to certify that the annexed is a true copy of the following application as filed with this Office.

出 願 年 月 日 2 0 0 3 年 1 1 月 2 6 日
Date of Application:

出 願 番 号 特 願 2 0 0 3 - 3 9 5 4 9 7
Application Number:
[ST. 10/C]: [J P 2 0 0 3 - 3 9 5 4 9 7]

出 願 人 サンケン電気株式会社
Applicant(s):

REC'D 16 DEC 2004

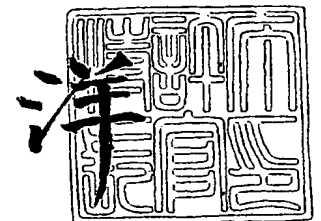
WIPO PCT

PRIORITY DOCUMENT
SUBMITTED OR TRANSMITTED IN
COMPLIANCE WITH
RULE 17.1(a) OR (b)

2 0 0 4 年 1 2 月 3 日

特許庁長官
Commissioner,
Japan Patent Office

小 川



【書類名】 特許願
【整理番号】 SNK-208
【提出日】 平成15年11月26日
【あて先】 特許庁長官殿
【国際特許分類】 H02M 3/335
【発明者】
 【住所又は居所】 埼玉県新座市北野 3 丁目 6 番 3 号 サンケン電気株式会社内
 【氏名】 鶴谷 守
【特許出願人】
 【識別番号】 000106276
 【氏名又は名称】 サンケン電気株式会社
【代理人】
 【識別番号】 100083806
 【弁理士】
 【氏名又は名称】 三好 秀和
 【電話番号】 03-3504-3075
【選任した代理人】
 【識別番号】 100068342
 【弁理士】
 【氏名又は名称】 三好 保男
【選任した代理人】
 【識別番号】 100100712
 【弁理士】
 【氏名又は名称】 岩▲崎▼ 幸邦
【選任した代理人】
 【識別番号】 100087365
 【弁理士】
 【氏名又は名称】 栗原 彰
【選任した代理人】
 【識別番号】 100100929
 【弁理士】
 【氏名又は名称】 川又 澄雄
【選任した代理人】
 【識別番号】 100095500
 【弁理士】
 【氏名又は名称】 伊藤 正和
【選任した代理人】
 【識別番号】 100101247
 【弁理士】
 【氏名又は名称】 高橋 俊一
【選任した代理人】
 【識別番号】 100098327
 【弁理士】
 【氏名又は名称】 高松 俊雄
【手数料の表示】
 【予納台帳番号】 001982
 【納付金額】 21,000円
【提出物件の目録】
 【物件名】 特許請求の範囲 1
 【物件名】 明細書 1

【物件名】 図面 1
【物件名】 要約書 1
【包括委任状番号】 9803324

【書類名】 特許請求の範囲**【請求項 1】**

直流電源の両端に接続され、トランスの 1 次巻線と主スイッチとが直列に接続された第 1 直列回路と、

前記主スイッチがオンした時に前記トランスの 2 次巻線に出力される電圧を整流平滑する整流平滑回路と、

前記主スイッチの両端又は前記トランスの 1 次巻線の両端に接続され、補助スイッチとクランプコンデンサとが直列に接続された第 2 直列回路と、

前記トランスの 1 次巻線の両端に接続され、補助リアクトルと第 1 ダイオードとスナバコンデンサとが直列に接続された第 3 直列回路と、

前記補助スイッチの両端に接続され、第 2 ダイオードと前記スナバコンデンサとが直列に接続された第 4 直列回路と、

前記主スイッチと前記補助スイッチとを交互にオン／オフさせる制御回路とを備え、

前記主スイッチのオン時に前記スナバコンデンサに電荷を充電し、前記主スイッチのオフ時に前記スナバコンデンサの電荷を前記クランプコンデンサに放電させ前記主スイッチの電圧上昇の傾きを緩和させることを特徴とするスイッチング電源装置。

【請求項 2】

前記制御回路は、前記補助スイッチをオンさせて前記トランスのコアを飽和させ励磁電流が増大した時に、前記補助スイッチをオフさせて前記主スイッチをゼロ電圧スイッチングさせることを特徴とする請求項 1 記載のスイッチング電源装置。

【請求項 3】

前記整流平滑回路は、前記トランスの 2 次巻線と 3 次巻線との第 5 直列回路と、この第 5 直列回路の両端に接続された第 1 整流ダイオードと平滑コンデンサとの第 6 直列回路と、前記第 2 次巻線と前記 3 次巻線との接続点と前記第 1 整流ダイオードと前記平滑コンデンサとの接続点とに接続された第 2 整流ダイオードとを有することを特徴とする請求項 1 又は請求項 2 記載のスイッチング電源装置。

【請求項 4】

前記トランスのコアには前記トランスの 1 次巻線と前記 2 次巻線とがリーケージインダクタンスをもつように巻回され、前記トランスの 1 次巻線と前記 3 次巻線とが前記 1 次巻線と前記 2 次巻線とのリーケージインダクタンスより小さなリーケージインダクタンスをもつように巻回されてなることを特徴とする請求項 3 記載のスイッチング電源装置。

【請求項 5】

前記トランスのコアの磁路の一部に断面積の少ない部分を設けたことを特徴とする請求項 1 乃至請求項 4 のいずれか 1 項記載のスイッチング電源装置。

【請求項 6】

直流電源の両端に接続され、トランスの 1 次巻線と主スイッチとが直列に接続された第 1 直列回路と、

前記主スイッチがオフした時に前記トランスの 2 次巻線に出力される電圧を整流平滑する整流平滑回路と、


前記主スイッチの両端又は前記トランスの 1 次巻線の両端に接続され、補助スイッチとクランプコンデンサとが直列に接続された第 2 直列回路と、

前記トランスの 1 次巻線の両端に接続され、補助リアクトルと第 1 ダイオードとスナバコンデンサとが直列に接続された第 3 直列回路と、

前記補助スイッチの両端に接続され、第 2 ダイオードと前記スナバコンデンサとが直列に接続された第 4 直列回路と、

前記第 1 スイッチと前記第 2 スイッチとを交互にオン／オフさせる制御回路とを備え、

前記主スイッチのオン時に前記スナバコンデンサに電荷を充電し、前記補助スイッチのオン時に前記クランプコンデンサの電荷を前記 2 次巻線を介して前記整流平滑回路に放電し、前記主スイッチのオフ時に前記スナバコンデンサの電荷を前記クランプコンデンサに放電させ前記主スイッチの電圧上昇の傾きを緩和させることを特徴とするスイッチング電



源装置。

【請求項 7】

前記整流平滑回路は、前記トランスの 2 次巻線の両端に接続された整流ダイオードと平滑コンデンサとの直列回路を有することを特徴とする請求項 6 記載のスイッチング電源装置。

【書類名】 明細書

【発明の名称】 スイッチング電源装置

【技術分野】

【0001】

本発明は、高効率、小型、低ノイズなスイッチング電源装置に関する。

【背景技術】

【0002】

図15に従来のこの種のスイッチング電源装置の回路構成図を示す（非特許文献1、非特許文献2）。図15に示すスイッチング電源装置において、直流電源 V_{dc1} にトランス T の1次巻線 $5a$ （巻数 $n1$ ）を介してMOSFET（以下、FETと称する。）等からなる主スイッチ $Q1$ が接続され、1次巻線 $5a$ の両端には、抵抗 $R2$ 及びコンデンサ $C2$ からなる並列回路とこの並列回路に直列に接続されたダイオード $D3$ とが接続されている。主スイッチ $Q1$ は、制御回路100のPWM制御によりオン／オフするようになっている。

【0003】

また、トランス T の1次巻線 $5a$ とトランス T の2次巻線 $5b$ とは互いに同相電圧が発生するように巻回されており、トランス T の2次巻線 $5b$ （巻数 $n2$ ）には、ダイオード $D1$ 、 $D2$ とリアクトル $L1$ とコンデンサ $C4$ とからなる整流平滑回路が接続されている。この整流平滑回路は、トランス T の2次巻線 $5b$ に誘起された電圧（オン／オフ制御されたパルス電圧）を整流平滑して直流出力を負荷 RL に出力する。

【0004】

制御回路100は、図示しない演算増幅器及びフォトカプラを有し、演算増幅器は、負荷 RL の出力電圧と基準電圧とを比較し、負荷 RL の出力電圧が基準電圧以上となったときに、主スイッチ $Q1$ に印加されるパルスのオン幅を狭くするように制御する。すなわち、負荷 RL の出力電圧が基準電圧以上となったときに、主スイッチ $Q1$ のパルスのオン幅を狭くすることで、出力電圧を一定電圧に制御するようになっている。

【0005】

次に、このように構成されたスイッチング電源装置の動作を図16に示すタイミングチャートを参照しながら説明する。なお、図16では、主スイッチ $Q1$ の両端間の電圧 $Q1v$ 、主スイッチ $Q1$ に流れる電流 $Q1i$ 、主スイッチ $Q1$ をオン／オフ制御する $Q1$ 制御信号を示している。

【0006】

まず、時刻 t_{31} において、 $Q1$ 制御信号により主スイッチ $Q1$ がオンし、直流電源 V_{dc1} からトランス T の1次巻線 $5a$ を介して主スイッチ $Q1$ に電流 $Q1i$ が流れる。この電流は、時刻 t_{32} まで時間の経過とともに直線的に増大していく。また、1次巻線 $5a$ を流れる電流 $n1i$ も電流 $Q1i$ と同様に時刻 t_{32} まで時間の経過とともに直線的に増大していく。

【0007】

なお、時刻 t_{31} から時刻 t_{32} では、1次巻線 $5a$ の主スイッチ $Q1$ 側が一侧になり、且つ1次巻線 $5a$ と2次巻線 $5b$ とは同相になっているので、ダイオード $D1$ のアノード側が+側になるため、 $5b \rightarrow D1 \rightarrow L1 \rightarrow C4 \rightarrow 5b$ と電流が流れる。

【0008】

次に、時刻 t_{32} において、主スイッチ $Q1$ は、 $Q1$ 制御信号により、オン状態からオフ状態に変わる。このとき、トランス T の1次巻線 $5a$ の励磁エネルギーと、リーケージインダクタンス Lg （2次巻線 $5b$ と結合していないインダクタンス）のエネルギーは、2次巻線 $5b$ に伝送されないため、ダイオード $D3$ を介してコンデンサ $C2$ に蓄えられる。

【0009】

また、時刻 t_{32} ～時刻 t_{33} では、主スイッチ $Q1$ がオフであるため、電流 $Q1i$ 及び1次巻線 $5a$ を流れる電流 $n1i$ は零になる。なお、時刻 t_{32} から時刻 t_{33} では、

L1→C4→D2→L1で電流が流れて、負荷RLに電力が供給される。

【0010】

このようなスイッチング電源装置によれば、スナバ回路(C2, R2)を挿入し、主スイッチQ1の電圧の時間的な変化を緩やかにすることで、スイッチングノイズを低減できると共に、トランスTのリーケージインダクタンスLgによる主スイッチQ1へのサージ電圧を抑制することができる。

【非特許文献1】原田耕介著「スイッチング電源 ハンドブック」日刊工業新聞社出版、第2章スイッチング電源の基本回路と設計演習 p. 27 図2. 2

【非特許文献2】清水和男著「高速スイッチングレギュレータ」総合電子出版社、2. 2. 1他励型コンバータ p30 図2. 5

【発明の開示】

【発明が解決しようとする課題】

【0011】

しかしながら、図15に示すスイッチング電源装置にあつては、コンデンサC2に充電された電荷を抵抗R2によって消費させるため、損失が増大した。この損失は、変換周波数に比例するため、小型化を目的として変換周波数を上昇させた場合には、損失が増大し、効率が低下する欠点があつた。

【0012】

また、トランスTの1次巻線5aに流れるトランス励磁電流は、図18に示すように、主スイッチQ1がオン時には直線的に正の値で増加していき、主スイッチQ1がオフ時には直線的に減少してゼロになる。即ち、トランスTの磁束は、図17に示すように、B-Hカーブの第1象限のみ使用するため、トランスTのコアの利用率が低く、トランスTが大型化していた。

【0013】

本発明は、トランスの小型化とスイッチのゼロ電圧スイッチングを可能とし、小型、高効率、低ノイズ化することができるスイッチング電源装置を提供することにある。

【課題を解決するための手段】

【0014】

本発明は前記課題を解決するために以下の構成とした。請求項1の発明は、直流電源の両端に接続され、トランスの1次巻線と主スイッチとが直列に接続された第1直列回路と、前記主スイッチがオンした時に前記トランスの2次巻線に出力される電圧を整流平滑する整流平滑回路と、前記主スイッチの両端又は前記トランスの1次巻線の両端に接続され、補助スイッチとクランプコンデンサとが直列に接続された第2直列回路と、前記トランスの1次巻線の両端に接続され、補助リアクトルと第1ダイオードとスナバコンデンサとが直列に接続された第3直列回路と、前記補助スイッチの両端に接続され、第2ダイオードと前記スナバコンデンサとが直列に接続された第4直列回路と、前記主スイッチと前記補助スイッチとを交互にオン／オフさせる制御回路とを備え、前記主スイッチのオン時に前記スナバコンデンサに電荷を充電し、前記主スイッチのオフ時に前記スナバコンデンサの電荷を前記クランプコンデンサに放電させ前記主スイッチの電圧上昇の傾きを緩和させることを特徴とする。

【0015】

請求項2の発明では、前記制御回路は、前記補助スイッチをオンさせて前記トランスのコアを飽和させ励磁電流が増大した時に、前記補助スイッチをオフさせて前記主スイッチをゼロ電圧スイッチングさせることを特徴とする。

【0016】

請求項3の発明では、前記整流平滑回路は、前記トランスの2次巻線と3次巻線との第5直列回路と、この第5直列回路の両端に接続された第1整流ダイオードと平滑コンデンサとの第6直列回路と、前記第2次巻線と前記3次巻線との接続点と前記第1整流ダイオードと前記平滑コンデンサとの接続点とに接続された第2整流ダイオードとを有することを特徴とする。

【0017】

請求項4の発明では、前記トランスのコアには前記トランスの1次巻線と前記2次巻線とがリーケージインダクタンスをもつように巻回され、前記トランスの1次巻線と前記3次巻線とが前記1次巻線と前記2次巻線とのリーケージインダクタンスより小さなりーケージインダクタンスをもつように巻回されてなることを特徴とする。

【0018】

請求項5の発明では、前記トランスのコアの磁路の一部に断面積の少ない部分を設けたことを特徴とする。

【0019】

請求項6の発明では、直流電源の両端に接続され、トランスの1次巻線と主スイッチとが直列に接続された第1直列回路と、前記主スイッチがオフした時に前記トランスの2次巻線に出力される電圧を整流平滑する整流平滑回路と、前記主スイッチの両端又は前記トランスの1次巻線の両端に接続され、補助スイッチとクランプコンデンサとが直列に接続された第2直列回路と、前記トランスの1次巻線の両端に接続され、補助リアクトルと第1ダイオードとスナバコンデンサとが直列に接続された第3直列回路と、前記補助スイッチの両端に接続され、第2ダイオードと前記スナバコンデンサとが直列に接続された第4直列回路と、前記第1スイッチと前記第2スイッチとを交互にオン／オフさせる制御回路とを備え、前記主スイッチのオン時に前記スナバコンデンサに電荷を充電し、前記補助スイッチのオン時に前記クランプコンデンサの電荷を前記2次巻線を介して前記整流平滑回路に放電し、前記主スイッチのオフ時に前記スナバコンデンサの電荷を前記クランプコンデンサに放電させ前記主スイッチの電圧上昇の傾きを緩和させることを特徴とする。

【0020】

請求項7の発明では、前記整流平滑回路は、前記トランスの2次巻線の両端に接続された整流ダイオードと平滑コンデンサとの直列回路を有することを特徴とする。

【発明の効果】

【0021】

以上説明したように、本発明によれば、ゼロ電圧スイッチングを達成でき、共振作用により電圧の立ち上り、立下がりも緩やかとなり、低ノイズ、高効率なスイッチング電源装置を提供することができる。

【0022】

また、トランスのコアの磁束利用率が向上し、トランスを小型化することができる。また、スナバコンデンサの容量を調整することにより、主スイッチのオフ時の電圧上昇の傾きを緩和でき、トランスのコアの磁束利用率も調整でき、スナバコンデンサのエネルギーは出力に放出されるため、低ノイズ、小型化及び高効率化できる。

【発明を実施するための最良の形態】

【0023】

以下、本発明に係るスイッチング電源装置の実施の形態を図面を参照して詳細に説明する。

【実施例1】

【0024】

実施例1のスイッチング電源装置は、補助リアクトルを設け、主スイッチをオンした時にダイオードを介して接続されたスナバコンデンサを充電して、主スイッチをオフした時にクランプコンデンサに放電することにより、主スイッチのオフ時の電圧上昇の傾きを緩やかにすると共に、クランプコンデンサに直列に接続された補助スイッチをオンすることにより、トランスの磁束をマイナス側に偏磁させ、磁束の変化範囲を拡大するとともに励磁電流が増大した時に、補助スイッチをオフさせて主スイッチをゼロ電圧スイッチング（ZVS）させることにより、スイッチのZVSを確立させ、高効率で低ノイズ化すると共にトランスを小型化することを特徴とする。

【0025】

図1は実施例1のスイッチング電源装置の回路構成図である。図1に示すスイッチング

電源装置において、直流電源 V_{dc1} の両端にはトランス $T1$ の1次巻線 $5a$ （巻数 $n1$ ）とFETからなるスイッチ $Q1$ （主スイッチ）との直列回路が接続されている。スイッチ $Q1$ の両端にはダイオード $D4$ が並列に接続されている。

【0026】

トランス $T1$ の1次巻線 $5a$ の一端とスイッチ $Q1$ の一端との接続点にはFETからなるスイッチ $Q2$ （補助スイッチ）の一端が接続され、スイッチ $Q2$ の他端はクランプコンデンサ $C1$ を介して直流電源 V_{dc1} の正極に接続されている。なお、スイッチ $Q2$ の他端はクランプコンデンサ $C1$ を介して直流電源 V_{dc1} の負極に接続されていてもよい。

【0027】

スイッチ $Q2$ の両端にはダイオード $D3$ が並列に接続されている。また、ダイオード $D4$ は、スイッチ $Q1$ の寄生ダイオードであってもよく、ダイオード $D3$ はスイッチ $Q2$ の寄生ダイオードであってもよい。スイッチ $Q2$ の両端にはダイオード $Dx2$ とスナバコンデンサ Cx との直列回路が接続されている。トランス $T1$ の1次巻線 $5a$ の両端には、補助リアクトル Lx とダイオード $Dx1$ とスナバコンデンサ Cx との直列回路が接続されている。

【0028】

コンデンサ Cx とダイオード $Dx1$ との接続点とクランプコンデンサ $C1$ とスイッチ $Q2$ との接続点とはダイオード $Dx2$ が接続されている。コンデンサ Cx の容量を調整することにより、スイッチ $Q1$ のオフ時にスイッチ $Q1$ の電圧上昇の傾きを緩和させるようになっている。

【0029】

スイッチ $Q1$ 、 $Q2$ は、共にオフとなる期間（デッドタイム）を有し、制御回路10のPWM制御により交互にオン／オフする。

【0030】

トランス $T1$ のコアには、1次巻線 $5a$ とこの巻線に対して同相の2次巻線 $5b$ （巻数 $n2$ ）とが巻回されており、2次巻線 $5b$ の一端はダイオード $D1$ のアノードに接続され、ダイオード $D1$ のカソードと2次巻線 $5b$ の他端とはダイオード $D2$ に接続されている。ダイオード $D2$ の両端にはリアクトル $L1$ とコンデンサ $C4$ との直列回路が接続されている。ダイオード $D1$ とダイオード $D2$ とコンデンサ $C4$ とリアクトル $L1$ とで整流平滑回路を構成する。このコンデンサ $C4$ は直流出力を負荷 RL に出力する。

【0031】

制御回路10は、スイッチ $Q1$ とスイッチ $Q2$ とを交互にオン／オフ制御し、負荷 RL の出力電圧が基準電圧以上となったときに、スイッチ $Q1$ に印加されるパルスのオン幅を狭くし、スイッチ $Q2$ に印加されるパルスのオン幅を広くするように制御する。すなわち、負荷 RL の出力電圧が基準電圧以上となったときに、スイッチ $Q1$ のパルスのオン幅を狭くすることで、出力電圧を一定電圧に制御するようになっている。

【0032】

また、トランス $T1$ の1次巻線 $5a$ には、通常大きさの等しい交流電流が流れるため、磁束は、 $B-H$ カーブ上のゼロを中心にして、第1象限と第3象限とに等しく増減する。しかし、回路には損失を伴うため、磁束は完全に対称とはならず、第1象限が主体となる。

【0033】

このため、実施例1のトランス $T1$ は、コアの透磁率 μ を高くすることにより、図7に示すように一定の正磁界 H に対して磁束 B （正確には B は磁束密度であり、磁束 $\phi = B \cdot S$ で、 S はコアの断面積であるが、ここでは $S = 1$ とし、 $\phi = B$ とした。）が B_m で飽和し、一定の負磁界 H に対して磁束 B が $-B_m$ で飽和するようになっている。磁界 H は電流 i の大きさに比例して発生する。このトランス $T1$ では、 $B-H$ カーブ上を磁束 B が $B_a \rightarrow B_b \rightarrow B_c \rightarrow B_d \rightarrow B_e \rightarrow B_f \rightarrow B_g$ と移動し、磁束の動作範囲が広範囲となっている。 $B-H$ カーブ上の $B_a - B_b$ 間及び $B_f - B_g$ 間は飽和状態である。

【0034】

なお、図6では、コアの透磁率 μ が低い場合のB-Hカーブを示しているが、コアの透磁率 μ が低い場合には、コアが飽和していない。

【0035】

次にこのように構成された実施例1のスイッチング電源装置の動作を図2乃至図5、図8に示すタイミングチャートを参照しながら説明する。図2は実施例1のスイッチング電源装置の各部における信号のタイミングチャートである。図3は実施例1のスイッチング電源装置のスイッチQ1のターンオン時の各部における信号の詳細を示すタイミングチャートである。図4は実施例1のスイッチング電源装置のスイッチQ1のターンオフ時の各部における信号の詳細を示すタイミングチャートである。

【0036】

なお、図2乃至図4では、スイッチQ1の両端間の電圧 $Q1v$ 、スイッチQ1に流れる電流 $Q1i$ 、スイッチQ2の両端間の電圧 $Q2v$ 、スイッチQ2に流れる電流 $Q2i$ 、コンデンサ Cx の両端間の電圧 Cxv を示している。

【0037】

まず、時刻 t_1 （時刻 $t_{11} \sim t_{12}$ に対応）において、スイッチQ1をオンさせると、 $Vdc1 \rightarrow 5a \rightarrow Q1 \rightarrow Vdc1$ で電流が流れる。また、この時刻に、トランスT1の2次巻線5bにも電圧が発生し、 $5b \rightarrow D1 \rightarrow L1 \rightarrow C4 \rightarrow 5b$ で電流が流れる。また、スイッチQ1をオフさせた時に、 $L1 \rightarrow C4 \rightarrow D2 \rightarrow L1$ で電流が流れて負荷 RL に電力を供給する。

【0038】

また、スイッチQ1がオンした時、トランスT1の1次巻線5aに電流 $n1i$ が流れて、トランスT1の励磁インダクタンスにエネルギーが蓄えられる。この電流 $n1i$ は、図8に示すように、時刻 t_1 で電流値a（負値）、時刻 t_{1b} で電流値b（負値）、時刻 t_{13} で電流値c（ゼロ）、時刻 t_2 で電流値d（正值）へと変化していく。図7に示すB-Hカーブ上では、磁束は、 $Ba \rightarrow Bb \rightarrow Bc \rightarrow Bd$ へと変化していく。なお、図7に示す $Ba \sim Bg$ と図8に示す $a \sim g$ とは対応している。

【0039】

また、このとき、コンデンサ Cx には、 $Vdc1 \rightarrow Lx \rightarrow Dx1 \rightarrow Cx \rightarrow Q1 \rightarrow Vdc1$ で電流が流れる。コンデンサ Cx は、補助リアクトル Lx とコンデンサ Cx との共振作用により、直流電源の電圧 $Vdc1$ とクランプコンデンサ $C1$ との電圧の和の電圧まで上昇する。

【0040】

次に、時刻 t_2 （ $t_{21} \sim t_{24}$ ）において、スイッチQ1をオフさせると、トランスT1の励磁インダクタンスに蓄えられたエネルギーによりコンデンサ Cx の電荷は、 $5a \rightarrow Cx \rightarrow Dx2 \rightarrow C1 \rightarrow 5a$ で放電し、クランプコンデンサ $C1$ に移動する。このとき、コンデンサ Cx の作用により、スイッチQ1の電圧 $Q1v$ は緩やかに立ち上がる。スイッチQ1の電圧の立ち上がりは、図5に示すように、コンデンサ Cx の容量が大きいほど緩やかになる。

【0041】

そして、コンデンサ Cx の電圧が減少して、ゼロ電圧となった時点で、スイッチQ2をオンさせることにより、スイッチQ2は、ゼロ電圧スイッチとなる。なお、電流 $n1i$ は、時刻 t_2 から時刻 t_{20} において、電流値d（正值）から電流値e（ゼロ）に変化する。図7に示すB-Hカーブ上では、磁束は、 $Bd \rightarrow Be$ へと変化する。

【0042】

また、トランスT1の励磁インダクタンスのエネルギーの放出が完了すると、時刻 $t_{20} \sim$ 時刻 t_3 において、クランプコンデンサ $C1$ に蓄えられた電荷は、 $C1 \rightarrow Q2 \rightarrow 5a \rightarrow C1$ に流れて、トランスT1の磁束をリセットする。

【0043】

時刻 $t_{20} \sim$ 時刻 t_3 においては、クランプコンデンサ $C1$ に蓄えられたエネルギーがトランスT1の1次巻線5aに帰還されるので、電流 $n1i$ は、図8に示すように負値と

なる。電流 $n1i$ は、時刻 t_{20} ～時刻 t_{2a} においては、電流値 e (ゼロ) から電流値 f (負値) に変化する。図 7 に示す $B-H$ カーブ上では、磁束は、 $B_e \rightarrow B_f$ へと変化していく。なお、時刻 t_2 から時刻 t_{20} における面積 S と時刻 t_{20} ～時刻 t_{2a} における面積 S とは等しい。この面積 S はクランプコンデンサ C_1 に蓄えられたトランス T_1 のエネルギーに相当する。

【0044】

次に、電流 $n1i$ は、時刻 t_{2a} ～時刻 t_3 においては、電流値 f (負値) から電流値 g (負値) に変化する。図 7 に示す $B-H$ カーブ上では、磁束は、 $B_f \rightarrow B_g$ へと変化していく。時刻 t_{2a} ～時刻 t_3 における面積は、クランプコンデンサ C_1 に蓄えられたコンデンサ C_x のエネルギーに相当する。

【0045】

即ち、クランプコンデンサ C_1 に蓄えられたエネルギーは、トランス T_1 のエネルギーとコンデンサ C_x のエネルギーとを合わせたものであるため、電流 $n1i$ は、リセット時にコンデンサ C_x から供給されるエネルギー分だけ多くなるので、磁束は第 3 象限に移動して、飽和領域 ($B_f - B_g$) に達し、電流 $n1i$ が増大し、時刻 t_3 (時刻 t_1 も同様) で最大となる。電流 $n1i$ は、スイッチ Q_2 のオン期間の終了間際で増大しており、トランス T_1 の飽和時の電流である。

【0046】

また、この時刻 t_3 には、スイッチ Q_2 の電流 Q_2i も最大となる。この時刻に、スイッチ Q_2 をオフさせることにより、スイッチ Q_1 の電圧 Q_1v は急速に低下してゼロとなる。このとき、スイッチ Q_1 をオンさせることにより、スイッチ Q_1 の ZVS を達成できる。

【0047】

また、スイッチ Q_1 の ZVS を達成するためのスイッチ Q_2 のオフ直前の電流は、スイッチ Q_1 と並列に接続されるコンデンサの容量に依存し、容量が小さいほど電流は小さくてよい。従って、コンデンサの容量を小さく選定するが、容量が小さい場合、スイッチ Q_1 のオフ時の電圧の傾きが増大し、スイッチの損失及びノイズが増大する。このため、スイッチ Q_1 のオン時の並列容量は小さく、スイッチ Q_1 のオフ時の並列容量は大きいのが望ましい。そこで、実施例 1 では、スイッチ Q_1 のオン時の容量は、小さく設定し (スイッチ Q_1 のドレイン・ソース間の寄生容量でもよい)、スイッチ Q_1 のオフ時にはダイオード D_{x2} を介してコンデンサ C_x を並列に付加している。

【0048】

また、図 5 に示すように、コンデンサ C_x の容量をを十分に大きくすることにより、スイッチ Q_1 のオフ時のスイッチ Q_1 の電圧上昇の傾き (dv/dt) を緩和させるので、スイッチ Q_1 のノイズ及び損失を低減することができる。

【0049】

また、コアの透磁率 μ を高くし、且つコンデンサ C_x を大きくすることにより、コンデンサ C_x のエネルギーをクランプコンデンサ C_1 に移動し、トランス T_1 の磁束を第 3 象限側にシフトするため、トランス T_1 の利用範囲が拡大して電流が増大し、スイッチ Q_1 の ZVS を容易に達成できる。特に、トランス T_1 のコアの飽和領域までいった場合より電流が大きくなり、スイッチ Q_1 の ZVS 動作が容易になる。

【実施例 2】

【0050】

次に本発明の実施例 2 のスイッチング電源装置を説明する。図 9 は実施例 2 のスイッチング電源装置を示す回路構成図である。図 9 に示す実施例 2 のスイッチング電源装置は、図 1 に示す実施例 1 のスイッチング電源装置に対して、トランス T_2 の 2 次側回路が異なるので、その部分についてのみ説明する。

【0051】

トランス T_2 には、1 次巻線 $5a$ (巻数 n_1) と 2 次巻線 $5b$ (巻数 n_2) と 3 次巻線 $5c$ (巻数 n_3) が巻回されている。

【0052】

トランスT2の2次巻線5bと3次巻線5cとの直列回路の両端には、ダイオードD6とコンデンサC4との直列回路が接続されている。2次巻線5bと3次巻線5cとの接続点とダイオードD6とコンデンサC4との接続点とは、ダイオードD5が接続されている。1次巻線5aと2次巻線5bとは同相に巻回され、1次巻線5aと3次巻線5cとは逆相に巻回されている。

【0053】

トランスT2の2次巻線5bを1次巻線5aと疎結合させ、1次巻線5a及び2次巻線5b間のリーケージインダクタンスにより、トランスT2に直列に接続されるリアクトル(図示せず)を代用している。トランスT2の3次巻線5cを1次巻線5aとやや疎結合させている。

【0054】

このように構成された実施例2のスイッチング電源装置の動作を説明する。基本的な動作は、実施例1の動作と同様であり、ここでは、トランスT2の2次側回路の動作を中心に説明する。

【0055】

まず、スイッチQ1をオンさせると、 $V_{dc1} \rightarrow 5a \rightarrow Q1 \rightarrow V_{dc1}$ で電流が流れる。また、この時刻に、トランスT2の2次巻線5bにも電圧が発生し、 $5b \rightarrow D5 \rightarrow C4 \rightarrow 5b$ で電流が流れる。このため、ダイオードD5の電流が直線的に増大する。

【0056】

次に、スイッチQ1をオフさせると、トランスT2の1次巻線5a及び2次巻線5b間のリーケージインダクタンスに蓄えられたエネルギーは、トランスT2を介して2次側に還流される。2次側では、トランスT2の3次巻線5cに電圧が誘起されるため、 $5c \rightarrow D6 \rightarrow C4 \rightarrow 5b \rightarrow 5c$ と電流が流れる。このため、ダイオードD6に電流が流れる。

【0057】

このように、トランスT2の1次巻線5aに直列に接続されるインダクタンスの値を大きくし、スイッチQ1がオン時に蓄えられるエネルギーをトランスT2を介して2次側に還流するため、効率が良くなる。また、ダイオードD5及びダイオードD6により、スイッチQ1のオン、オフ期間に2次側電流が流れて連続的となる。このため、コンデンサC4のリップル電流も減少する。

【0058】

図10は実施例2のスイッチング電源装置に設けられたトランスの構造図である。図10に示すトランスT2は、日の字型のコア30を有し、コア30のコア部30aには、1次巻線5aと3次巻線5cとが近接して巻回されている。これにより、1次及び3次巻線間にわずかなリーケージインダクタンスを持たせている。また、コア30にはパスコア30cとギャップ31が形成され、外周コアには2次巻線5bが巻回されている。即ち、パスコア30cにより、1次巻線5aと2次巻線5bを疎結合させることにより、リーケージインダクタンスを大きくしている。

【0059】

トランスT2のコア30にはトランスT2の1次巻線5aと2次巻線5bとがリーケージインダクタンスをもつように巻回され、トランスT2の1次巻線5aと3次巻線5cとが1次巻線5aと2次巻線5bとのリーケージインダクタンスより小さなリーケージインダクタンスをもつように巻回されてなる。

【0060】

また、外周コア上で且つ1次巻線5aと2次巻線5bとの間に、凹部30bが2箇所形成されている。この凹部30bにより、外周コアの磁路の一部の断面積が他の部分よりも狭くなり、その部分のみが飽和するので、コア損失を低減できる。

【0061】

このように、トランスT2のコアの形状と巻線の工夫により、スイッチング電源装置を小型化、低価格化することができる。

【実施例 3】**【0062】**

次に本発明の実施例 3 のスイッチング電源装置を説明する。図 11 は実施例 3 のスイッチング電源装置を示す回路構成図である。図 11 に示す実施例 3 のスイッチング電源装置は、図 1 に示す実施例 1 のスイッチング電源装置に対して、トランス T3 の 2 次側回路が異なるので、その部分についてのみ説明する。

【0063】

トランス T3 のコアには、1 次巻線 5a とこの巻線に対して逆相の 2 次巻線 5b (巻数 n_2) とが巻回されており、2 次巻線 5b の一端はダイオード D1 のアノードに接続され、ダイオード D1 のカソードと 2 次巻線 5b の他端とはコンデンサ C4 に接続されている。ダイオード D1 とコンデンサ C4 とで整流平滑回路を構成する。このコンデンサ C4 はダイオード D1 の整流電圧を平滑して直流出力を負荷 RL に出力する。

【0064】

次にこのように構成された実施例 3 のスイッチング電源装置の動作を図 12 乃至図 14 に示すタイミングチャートを参照しながら説明する。図 12 は実施例 3 のスイッチング電源装置の各部における信号のタイミングチャートである。図 13 は実施例 3 のスイッチング電源装置のスイッチ Q1 のターンオン時の各部における信号の詳細を示すタイミングチャートである。図 14 は実施例 3 のスイッチング電源装置のスイッチ Q1 のターンオフ時の各部における信号の詳細を示すタイミングチャートである。

【0065】

なお、図 12 乃至図 14 では、スイッチ Q1 の両端間の電圧 $Q1v$ 、スイッチ Q1 に流れる電流 $Q1i$ 、スイッチ Q2 の両端間の電圧 $Q2v$ 、スイッチ Q2 に流れる電流 $Q2i$ 、コンデンサ C_x に流れる電流 C_xi 、コンデンサ C_x の両端間の電圧 C_xv 、ダイオード D1 に流れる電流 $D1i$ を示している。

【0066】

図 12 乃至図 14 のタイミングチャートは、図 2 乃至図 4 のタイミングチャートに略同様であり、トランス T3 の 2 次側回路の動作のみが異なるので、この部分のみの動作を説明する。

【0067】

まず、時刻 t_1 (時刻 $t_{11} \sim t_{12}$ に対応) において、スイッチ Q1 をオンさせると、 $V_{dc1} \rightarrow 5a \rightarrow Q1 \rightarrow V_{dc1}$ で電流が流れる。このとき、ダイオード D1 には電流は流れない。

【0068】

次に、時刻 t_2 ($t_{21} \sim t_{24}$) において、スイッチ Q1 をオフさせて、コンデンサ C_x によりスイッチ Q1 のオフ時の電圧上昇の傾きを緩和することができる。また、コンデンサ C_x に蓄えられたエネルギーは、ダイオード D2 を介してクランプコンデンサ C1 に蓄えられ、スイッチ Q2 をオンした時にトランス T3 の 2 次巻線 5b に出力される。このため、ダイオード D1 に電流 $D1i$ が流れて負荷 RL に電力が供給される。

【0069】

このように実施例 3 のスイッチング電源装置においても、実施例 1 のスイッチング電源装置と効果と同様な得られる。

【産業上の利用可能性】**【0070】**

本発明のスイッチング電源装置は、DC-DC 変換型の電源回路や AC-DC 変換型の電源回路に適用可能である。

【図面の簡単な説明】**【0071】**

【図 1】 実施例 1 のスイッチング電源装置を示す回路構成図である。

【図 2】 実施例 1 のスイッチング電源装置の各部における信号のタイミングチャートである。

【図 3】実施例 1 のスイッチング電源装置のスイッチ Q 1 のターンオン時の各部における信号の詳細を示すタイミングチャートである。

【図 4】実施例 1 のスイッチング電源装置のスイッチ Q 1 のターンオフ時の各部における信号の詳細を示すタイミングチャートである。

【図 5】実施例 1 のスイッチング電源装置のスイッチ Q 1 のターンオフ時においてスナバコンデンサ C_x の大きさに応じて立ち上がり時間が変化する様子を示す図である。

【図 6】実施例 1 のスイッチング電源装置のコア μ が低いトランスの B-H 特性を示す図である。

【図 7】実施例 1 のスイッチング電源装置のコア μ が高いトランスの B-H 特性を示す図である。

【図 8】実施例 1 のスイッチング電源装置に設けられたトランスに流れる電流のタイミングチャートである。

【図 9】実施例 2 のスイッチング電源装置を示す回路構成図である。

【図 10】実施例 2 のスイッチング電源装置に設けられたトランスの構造図である。

【図 11】実施例 3 のスイッチング電源装置を示す回路構成図である。

【図 12】実施例 3 のスイッチング電源装置の各部における信号のタイミングチャートである。

【図 13】実施例 3 のスイッチング電源装置のスイッチ Q 1 のターンオン時の各部における信号の詳細を示すタイミングチャートである。

【図 14】実施例 3 のスイッチング電源装置のスイッチ Q 1 のターンオフ時の各部における信号の詳細を示すタイミングチャートである。

【図 15】従来のスイッチング電源装置を示す回路構成図である。

【図 16】従来のスイッチング電源装置の各部における信号のタイミングチャートである。

【図 17】従来のスイッチング電源装置に設けられたトランスの B-H 特性を示す図である。

【図 18】従来のスイッチング電源装置に設けられたトランスの励磁電流のタイミングチャートである。

【符号の説明】

【0072】

V_{dc1} 直流電源

10, 100 制御回路

Q1, Q2 スイッチ

R_L 負荷

R₂ 抵抗

C₁ クランプコンデンサ

C₂, C₄, コンデンサ

C_x スナバコンデンサ

T, T₁, T₂, T₃ トランス

5a 1次巻線 (n₁)

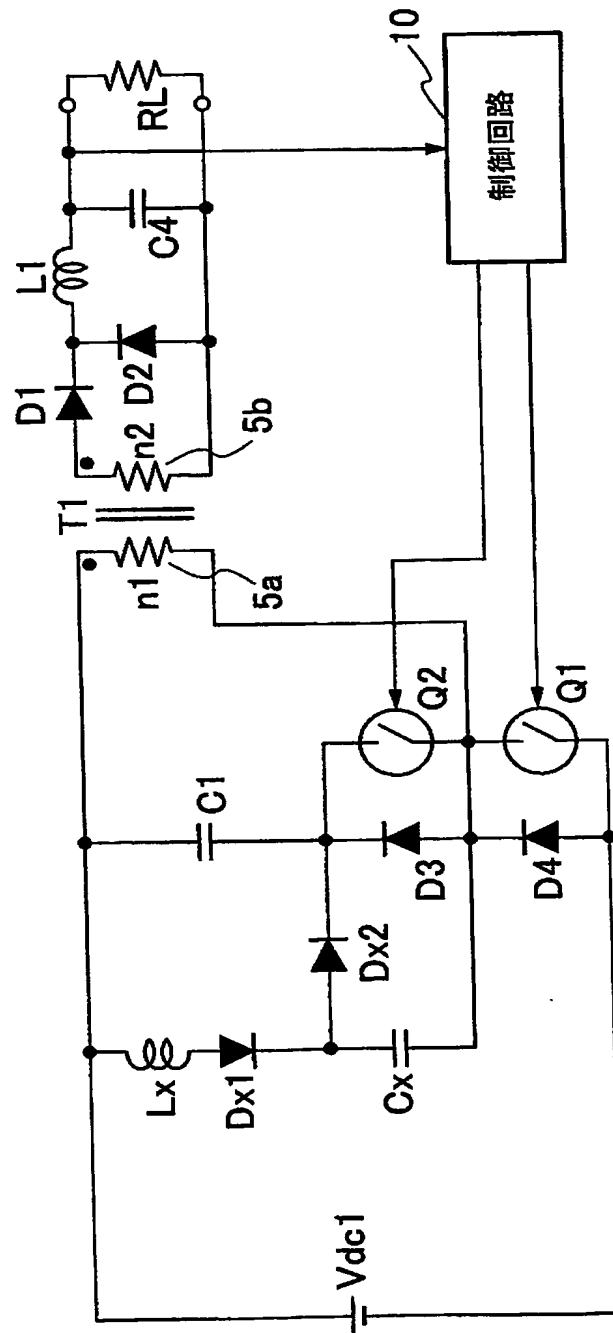
5b 2次巻線 (n₂)

5c 3次巻線 (n₃)

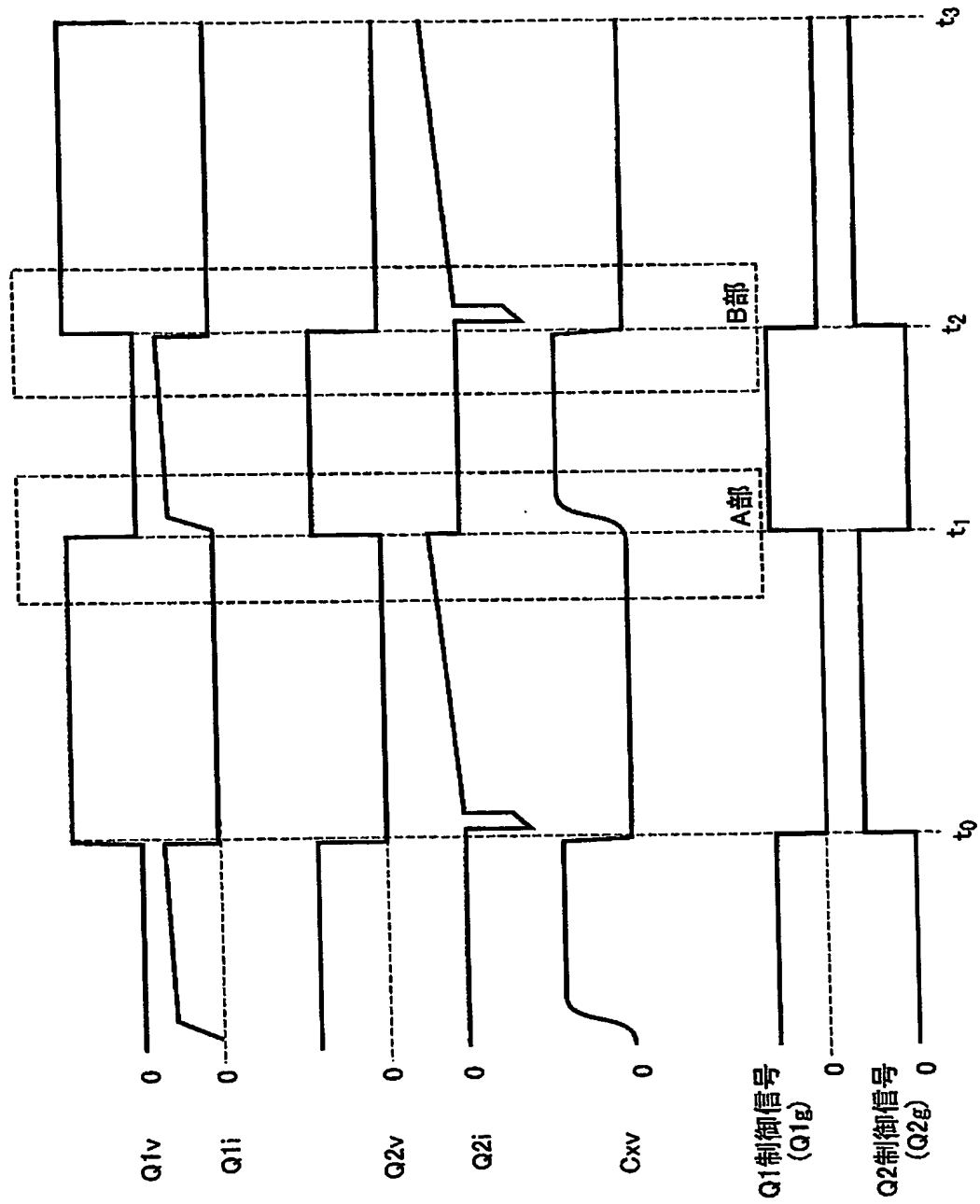
L_x 補助リアクトル

D₁ ~ D₆, D_{x1}, D_{x2} ダイオード

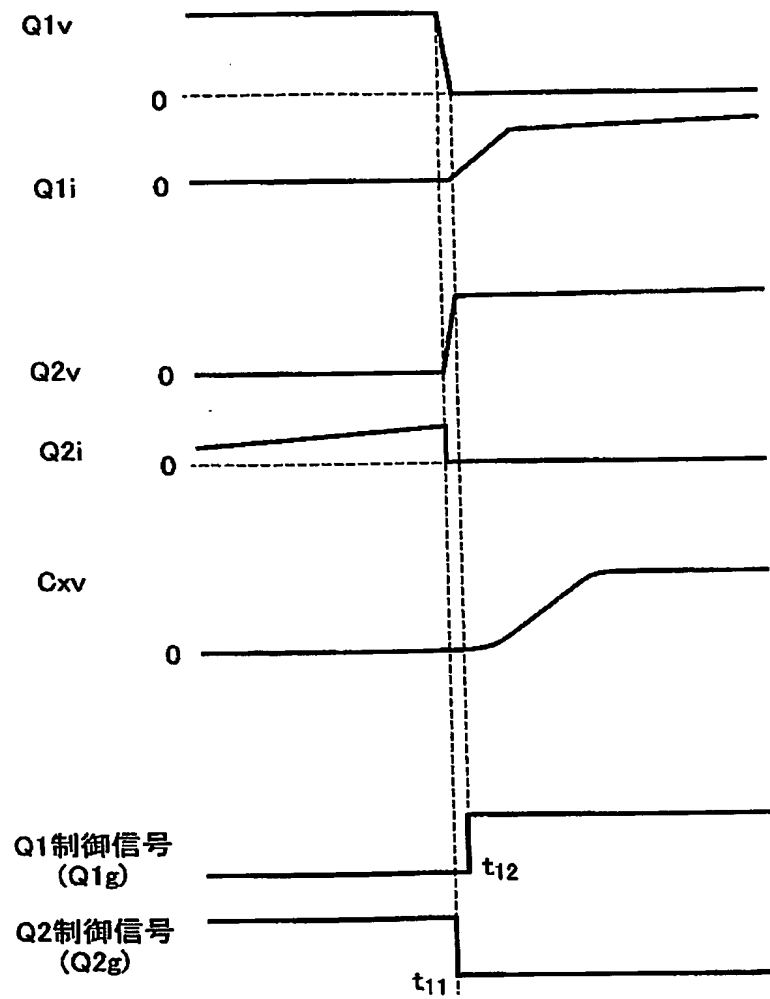
【書類名】 図面
【図 1】



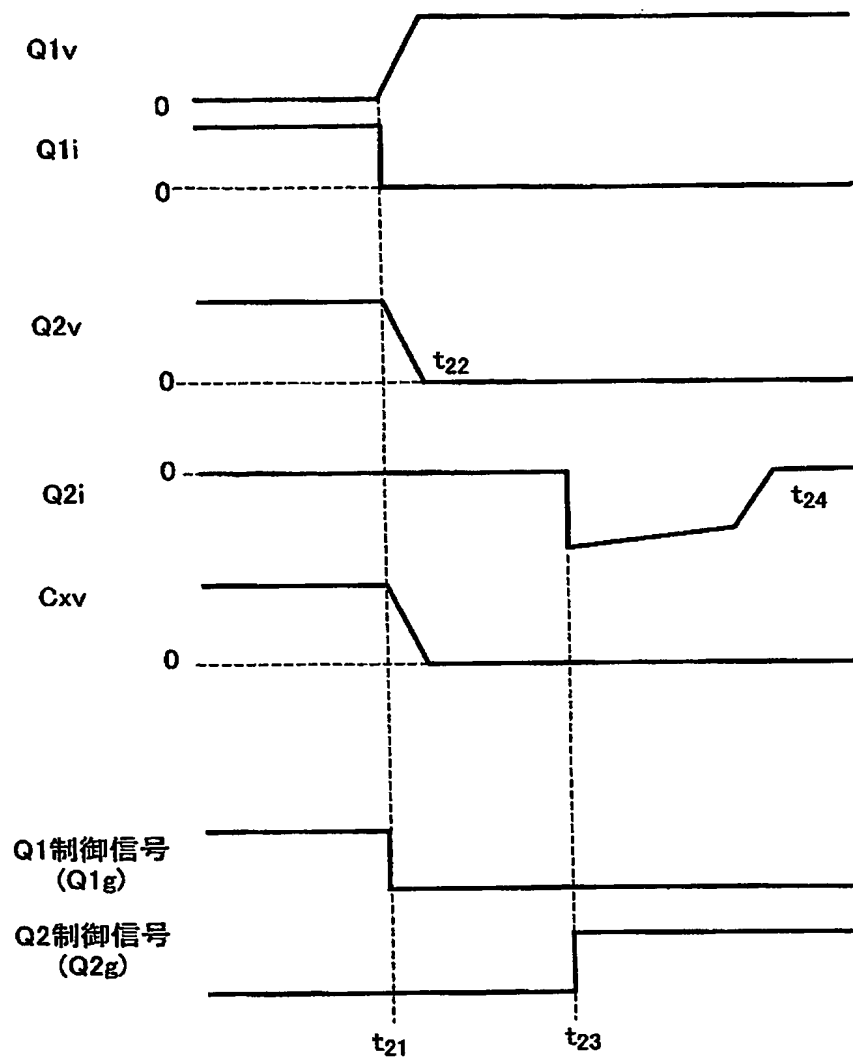
【図 2】



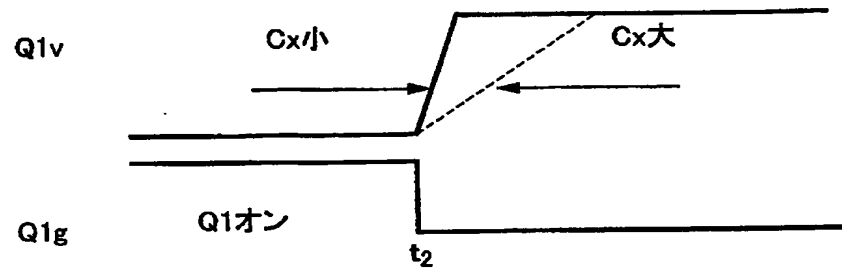
【図 3】



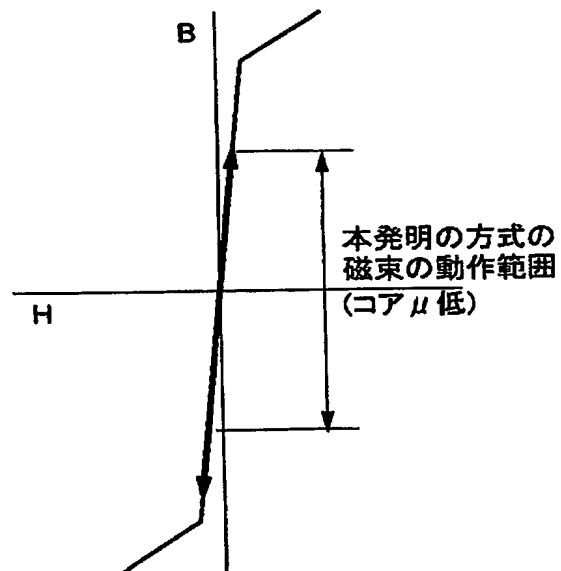
【図 4】



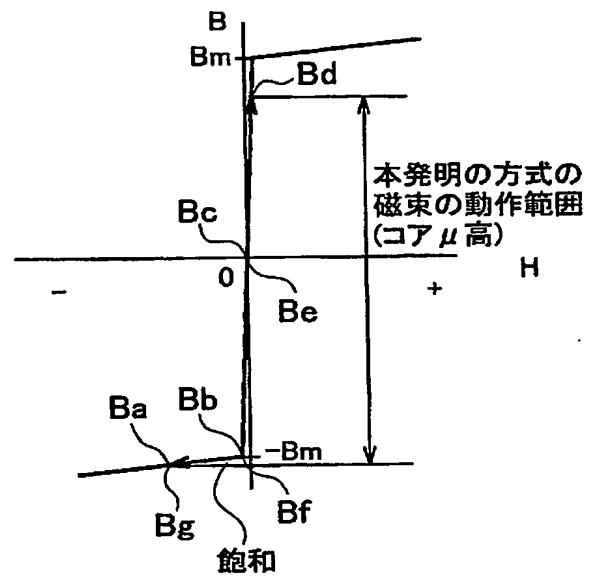
【図 5】



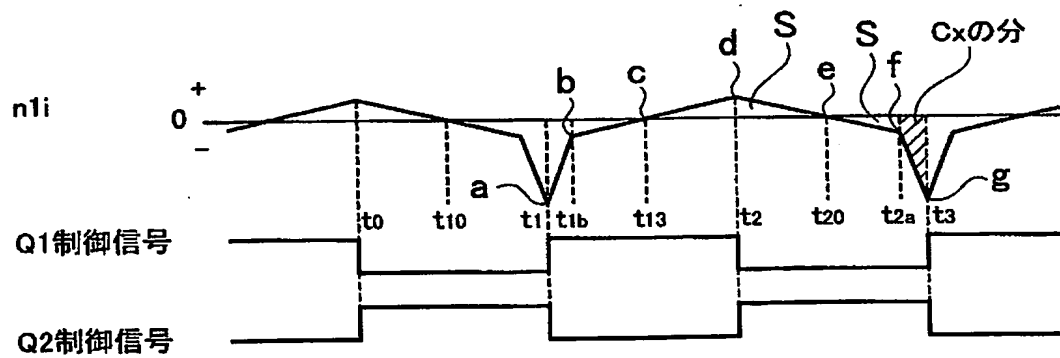
【図 6】



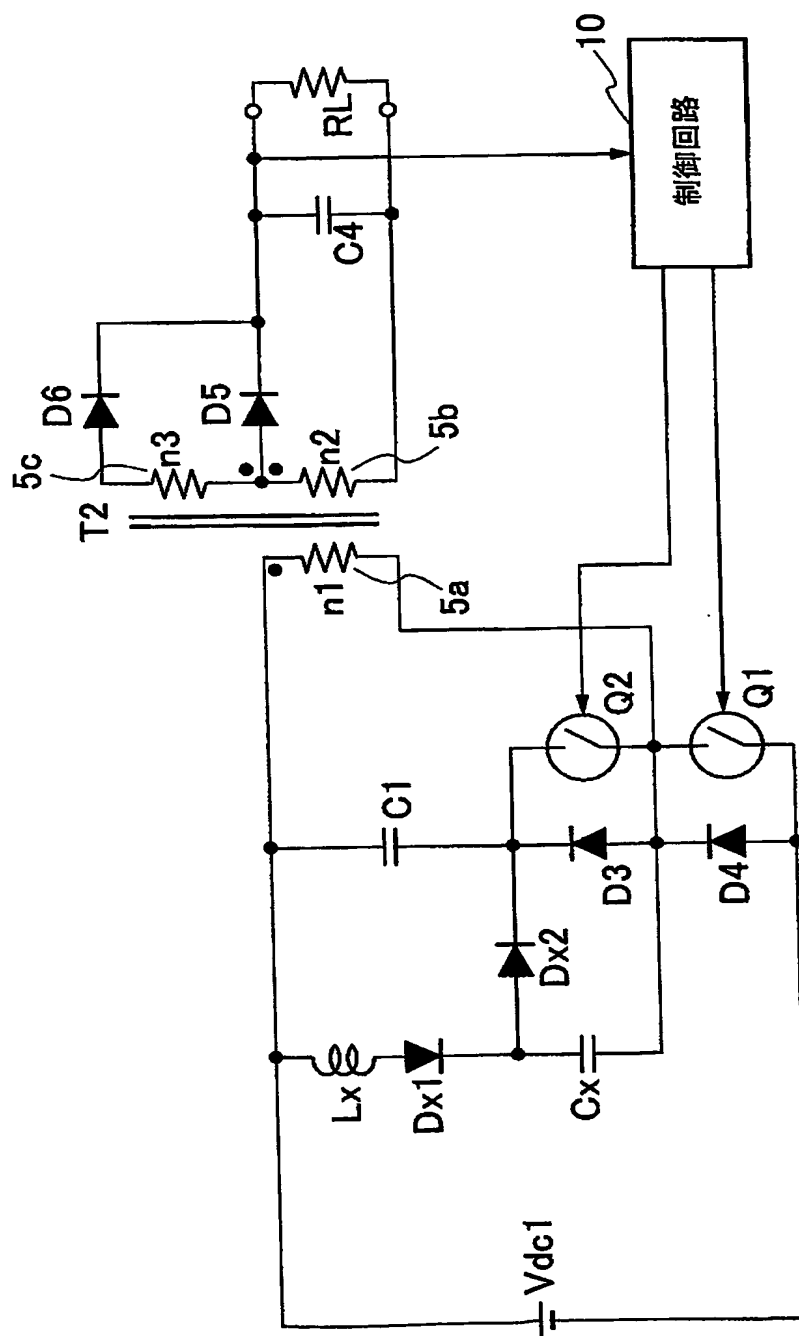
【図 7】



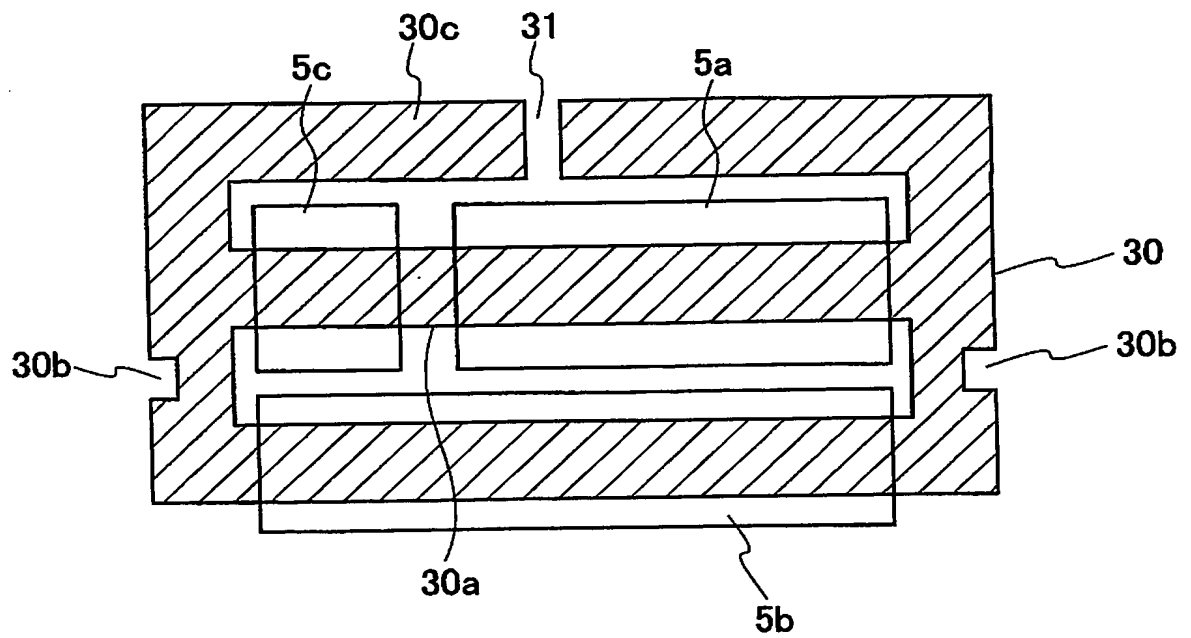
【図 8】



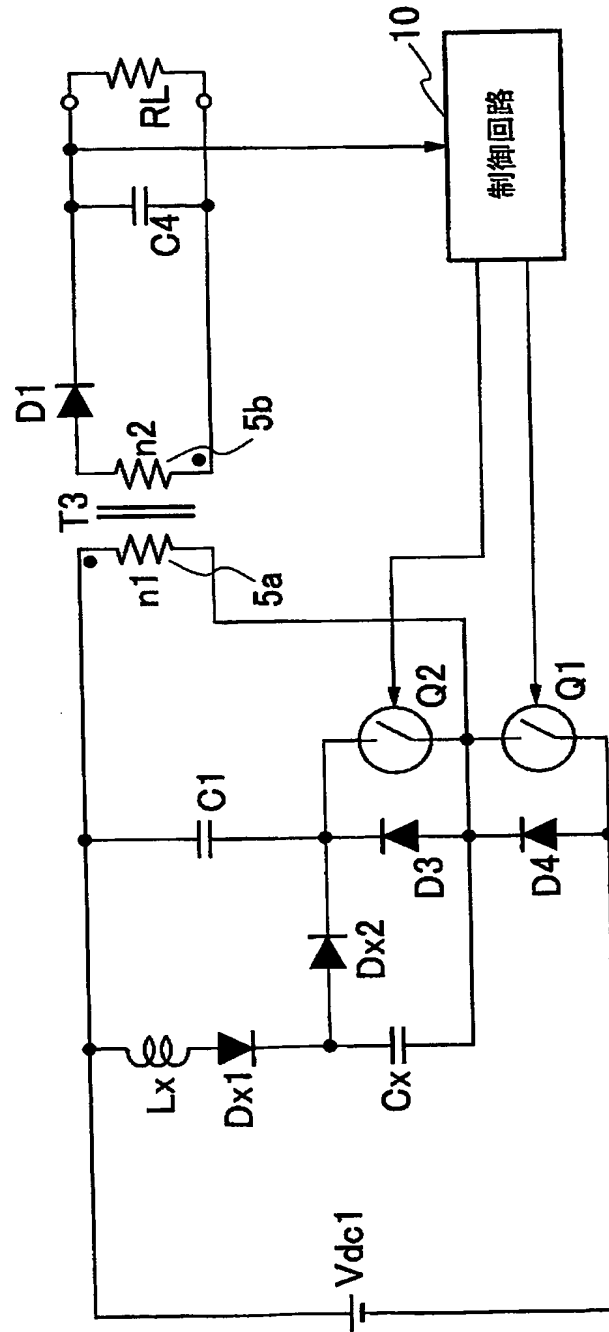
【图 9】



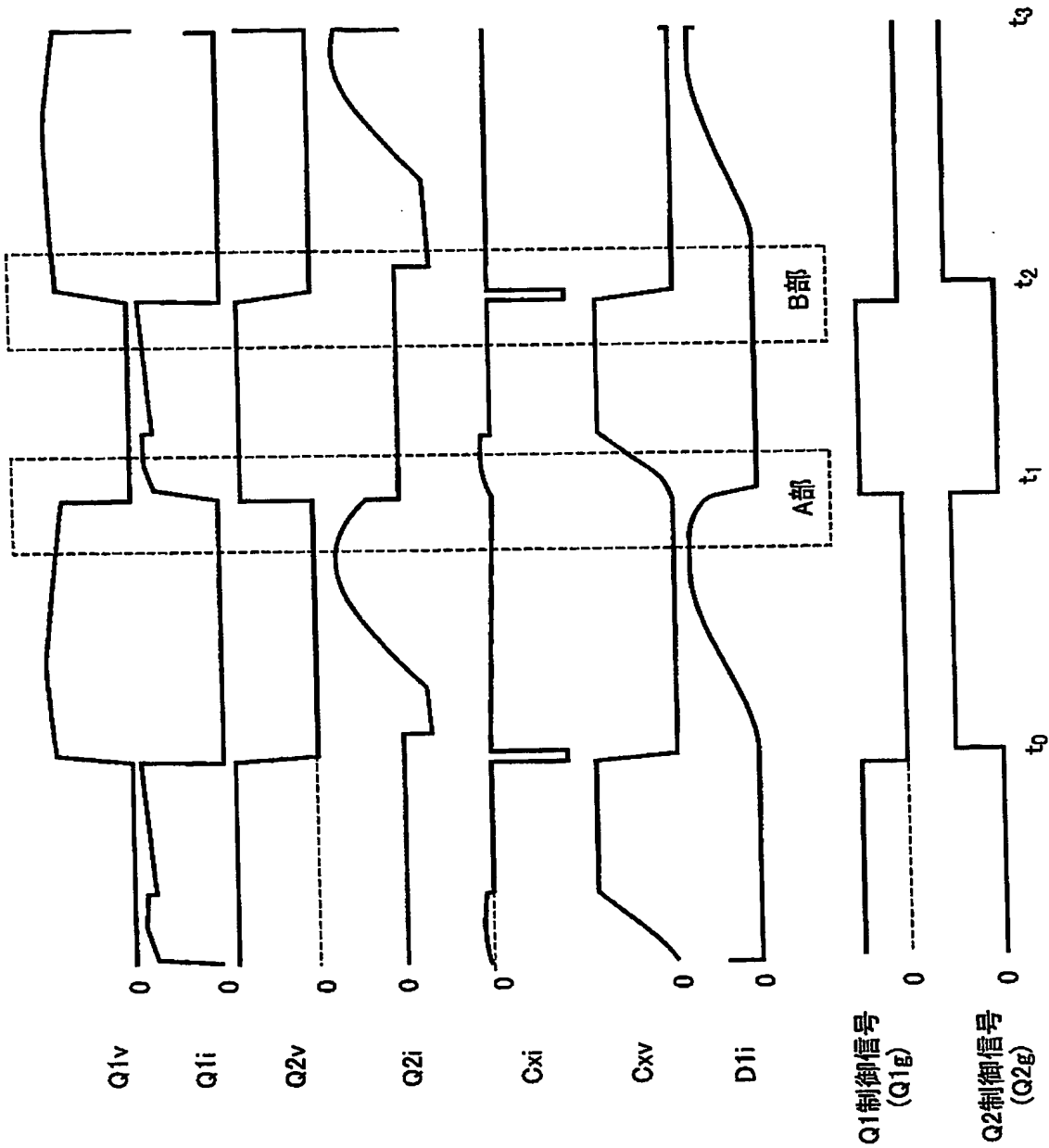
【図 10】



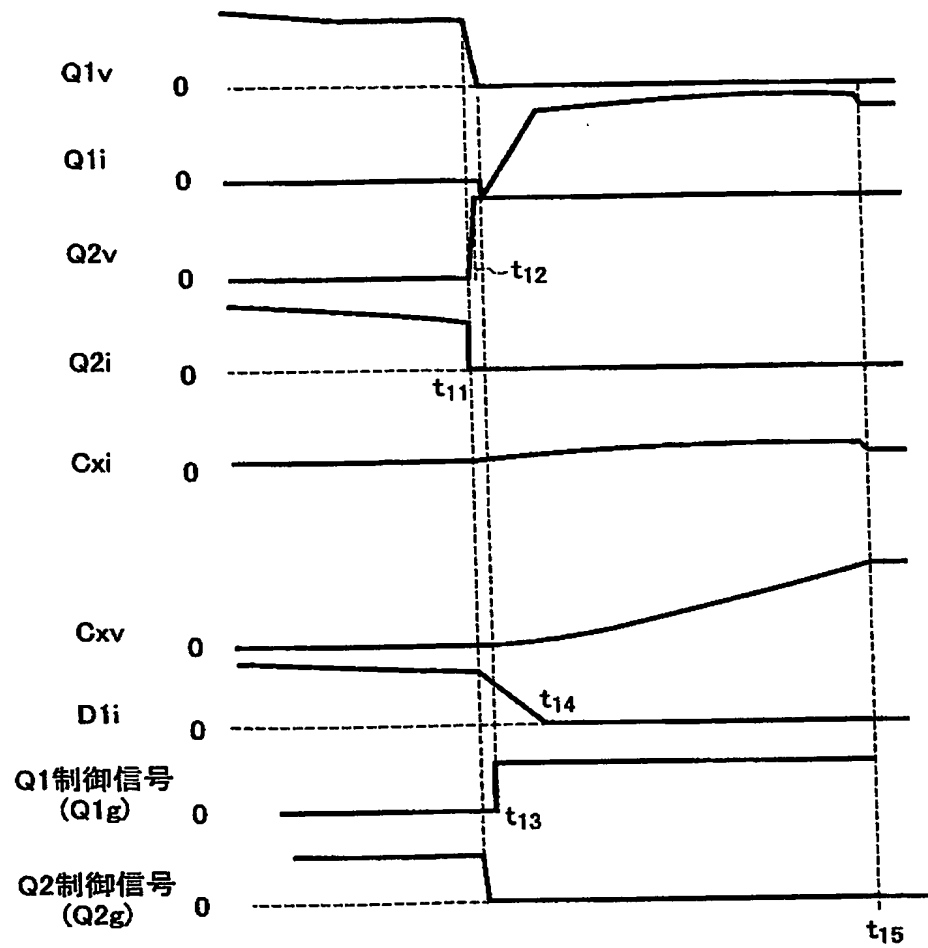
【図 11】



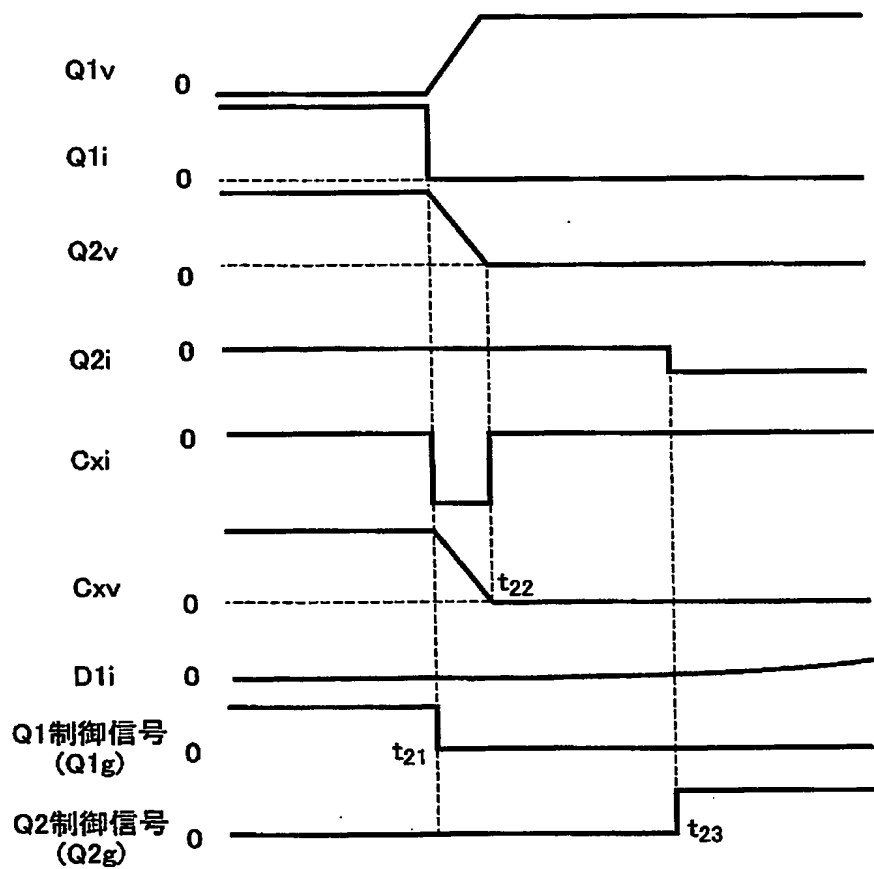
【図 12】



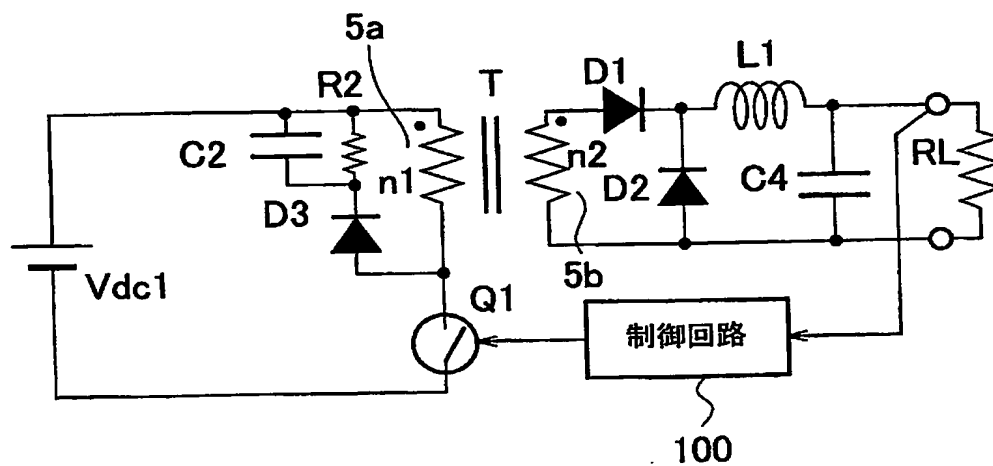
【図 13】



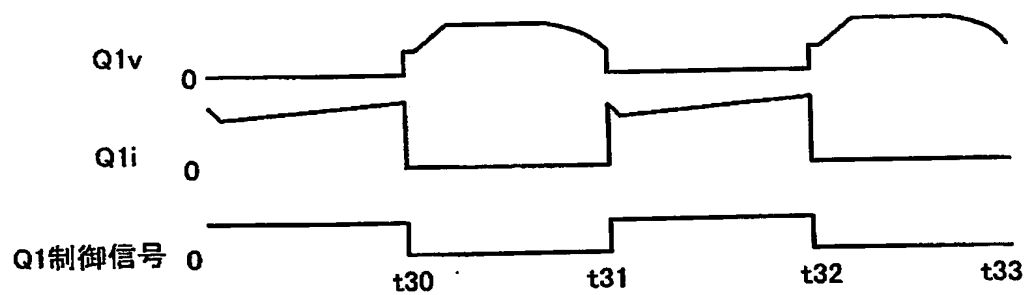
【図 14】



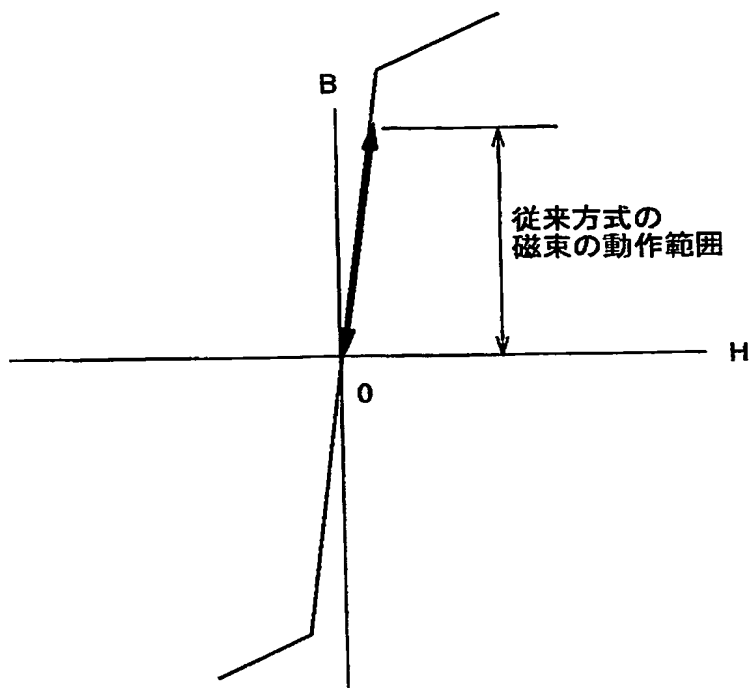
【図 15】



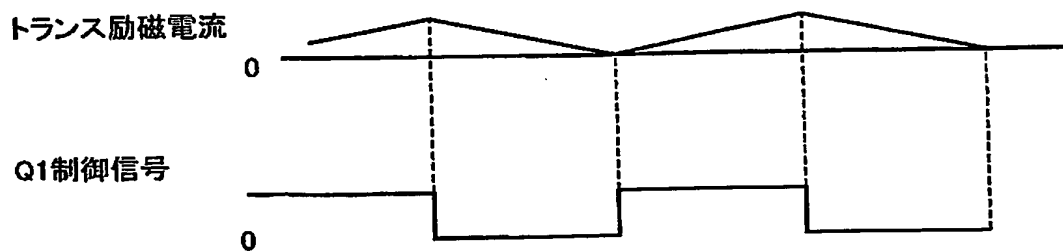
【図 16】



【図 17】



【図 18】



【書類名】要約書

【要約】

【課題】トランスの小型化とスイッチのゼロ電圧スイッチングを可能とし、小型、高効率、低ノイズ化する。

【解決手段】直流電源 V_{dc1} の両端に接続され、トランス T の 1 次巻線 $5a$ と主スイッチ $Q1$ との直列回路と、 $Q1$ がオンした時に 2 次巻線 $5b$ に出力される電圧を整流平滑する整流平滑回路と、 $5a$ の両端に接続され、補助スイッチ $Q2$ とクランプコンデンサ $C1$ との直列回路と、 $5a$ の両端に接続され、補助リアクトル Lx とダイオード $Dx1$ とスナバコンデンサ Cx との直列回路と、 $Q2$ の両端に接続され、ダイオード $Dx2$ と Cx との直列回路と、 $Q1$ と $Q2$ とを交互にオン／オフさせる制御回路 10 とを備え、 $Q1$ のオン時に Cx に電荷を充電し、 $Q1$ のオフ時に Cx の電荷を $C1$ に放電させ $Q1$ の電圧上昇の傾きを緩和させる。

【選択図】図 1

特願 2 0 0 3 - 3 9 5 4 9 7

出 願 人 履 歴 情 報

識別番号

[0 0 0 1 0 6 2 7 6]

1. 変更年月日

1 9 9 0 年 8 月 3 1 日

[変更理由]

新規登録

住 所

埼玉県新座市北野 3 丁目 6 番 3 号

氏 名

サンケン電気株式会社